

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-215097

(43)公開日 平成11年(1999)8月6日

(51)Int.Cl.⁸

識別記号

FI

H04J 11/00

H04J 11/00

Z

H04L 7/00

H04L 7/00

F

// H04L 27/00

27/00

Z

審査請求 未請求 請求項の数15 FD (全 10 頁)

(21)出願番号 特願平10-330208

(22)出願日 平成10年(1998)11月5日

(31)優先権主張番号 97119351.1

(32)優先日 1997年11月5日

(33)優先権主張国 ヨーロッパ特許庁 (EP)

(71)出願人 598094506

ソニー インターナショナル (ヨーロ
パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレ
ンクテル ハフツング

ドイツ連邦共和国 ディー-50829 ケル
ン フーゴ エックナー シュトラーセ
20

(72)発明者 ドレ トーマス

ドイツ連邦共和国 ディー-70736 フェ
ルバッハシュトゥットウガルター シュト
ラーセ 106 シュトゥットウガルト テ
クノロジーセンター内

(74)代理人 弁理士 小池 晃 (外2名)

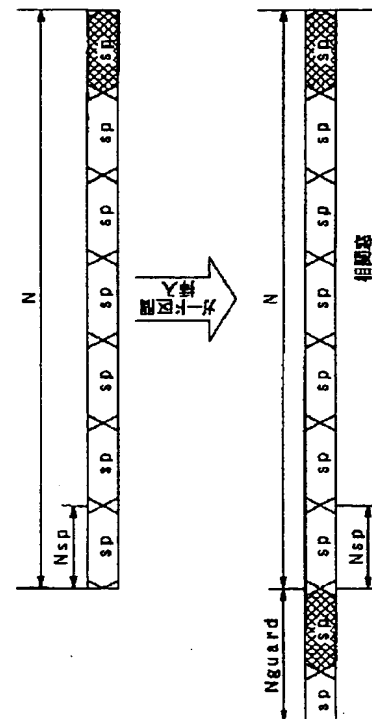
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 同期方法及びデジタル通信システム

(57)【要約】

【課題】 より正確に同期をとることができるようにする。

【解決手段】 選択図の網掛けで示すように、参照シンボルの最終の同期パターンの位相が、例えば180度シフトするように、参照シンボルを変更する。このように変更することによって、隣接したランダムなデータサンプル、すなわち参照シンボルの直前又は直後のデータサンプルの相関性に対する影響を、なくすことができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル通信システムの同期方法において、

複数の同期パターンからなり、無線周波数の信号に変調される参照シンボルをデータシンボルに挿入するステップと、

伝送する前に、上記参照シンボル、参照シンボルの一部又は複数の参照シンボルの複数の同期パターンのうちの先頭及び／又は最終同期パターンの位相をシフトするステップと、

相関値のピークを検出するために、上記参照シンボルと、遅延された参照シンボルとの相関値を求めるステップとを有する同期方法。

【請求項2】 上記同期パターンは、直交周波数分割多重によって伝送されることを特徴とする請求項1記載の同期方法。

【請求項3】 上記参照シンボルを発生するときに、全ての N/N_{sp} 次のサブキャリアのみが変調されることを特徴とする請求項2記載の同期方法。

【請求項4】 上記参照シンボルを伝送するときに、伝送電力を増大させることを特徴とする請求項1乃至3のいずれか1項記載の同期方法。

【請求項5】 上記相関値は、周波数オフセットを制御するために用いられることを特徴とする請求項1乃至4のいずれか1項記載の同期方法。

【請求項6】 上記伝送される参照シンボルは、周波数領域において上記データシンボルに多重化されることを特徴とする請求項1乃至5のいずれか1項記載の同期方法。

【請求項7】 上記伝送される連続した2つのシンボル間に巡回的にサンプルを挿入することを特徴とする請求項1乃至6のいずれか1項記載の同期方法。

【請求項8】 上記参照シンボルの先頭及び／又は最終サンプルの位相は、180度シフトされることを特徴とする請求項1乃至7のいずれか1項記載の同期方法。

【請求項9】 複数の同期パターンからなり、無線周波数の信号に変調される参照シンボルを生成する手段と、上記参照シンボル、参照シンボルの一部又は複数の参照シンボルの複数の同期パターンのうちの先頭及び／又は最終同期パターンの位相をシフトする手段と、相関値のピークを検出するために、上記参照シンボルと、遅延された参照シンボルとの相関値を求める手段とを備えるデジタル通信システム。

【請求項10】 上記参照シンボルの伝送に直交周波数分割多重を用いることを特徴とする請求項9記載のデジタル通信システム。

【請求項11】 上記参照シンボルを生成するときに、全ての N/N_{sp} 次のサブキャリアのみを変調する手段を備える請求項9又は10記載のデジタル通信システム。

【請求項12】 上記参照シンボルを伝送するときに、伝送電力を増大させる手段を備える請求項9乃至11のいずれか1項記載のデジタル通信システム。

【請求項13】 上記相関値を用いて、周波数オフセットを制御する手段を備える請求項9乃至12のいずれか1項記載のデジタル通信システム。

【請求項14】 上記参照シンボルを、周波数領域において、上記データシンボルに挿入する手段を備える請求項9乃至13のいずれか1項記載のデジタル通信システム。

【請求項15】 上記伝送される連続した2つのシンボル間に巡回的にサンプルを挿入する手段を備える請求項9乃至14のいずれか1項記載のデジタル通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル通信システムの同期方法及びデジタル通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】デジタル通信システムにおいては、一般的に送信側と受信側の同期をとる、すなわち送信機と受信機とのタイミング及び周波数を同期させる必要がある。例えば、高速フーリエ変換（Fast Fourier Transform、以下、FFTという。）ユニットのシンボルのタイミングを同期させなければならない。同期をとるためには、通常、独特のタイミングシーケンスを有するシンボル、すなわち参照シンボルを送信するようになっている。この参照シンボルは、通常、伝送するデータに重畳されて送信される。具体的には、参照シンボルは、図10に示すように、F個のシンボルからなる伝送フレーム、いわゆるバーストフレームに、その先頭シンボルとして挿入され、送信される。参照シンボルと先頭のデータシンボル#1の間、及び各データシンボル間には、マルチパス環境下においても、シンボル間の干渉（Inter-symbol Interference、以下、ISIという。）が生じないように、いわゆるガード区間が設けられている。

【0003】そして、受信側における参照シンボルの識別、すなわち同期におけるタイミングは、参照シンボルが含まれる受信信号と、遅延された受信信号との時間軸上における相関関係によって決定される。この相関値の最大値が同期をとるために用いられ、相関値の最大値が、参照シンボルの最終サンプルの位置に可能な限り正確に一致するようになされる。相関値の最大値を容易に検出できるように、参照シンボルを、複数の同期パターン（Synchronisation Pattern、以下、SPという。）で構成し、同期パターンが1参照シンボル期間に複数回現れるようにする。

【0004】図11は、時間軸上の長さが N_{sp} である同期信号が N/N_{sp} 回繰り返される、長さがNの参照シン

ボルの構造又はフォーマットを示す図である。例えばOFDM伝送システムにおいて所望の構造を有するシンボルは、離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transformation、以下DFTという。) の係数を逆高速フーリエ変換 (Inverse Fast Fourier Transformation) することにより効率的に生成することができる。したがって、長さが $T_s \cdot (N_{sp}/N)$ である (N/N_{sp}) 個の同期パターンを有する、長さが T_s の参照シンボルを生成するためには、単に、全ての (N/N_{sp}) 次のDFT係数 (周波数領域における全ての (N/N_{sp}) 次のサブキャリア) を変調するだけでよい。

【0005】図11に示すように、 N は、1つの参照シ

$$R(i) = \sum_{n=0}^{N+N_{guard}-N_{sp}-1} y(i-n) \cdot y^*(i-n-N_{sp}) \quad \dots (1)$$

【0008】この式(1)に示すように、相関値 $R(i)$ は、受信信号とその共役複素信号を乗算した後、それらを、相関窓に含まれるサンプル数分累積したものである。

【0009】式(1)を実現する回路構成を図12に示す。この図12に示すように、入力データは、遅延器81及び乗算器83に供給され、遅延器81は、入力データを N_{sp} 間、すなわち1同期パターン分遅延して共役複素関数器82に供給する。共役複素関数器82は、遅延器81で遅延された入力データの共役複素データを求めて、乗算器83に供給する。乗算器83は、入力データと、共役複素関数器82からの入力データの共役複素データとを乗算し、得られる乗算データを遅延器84及び加算器85に供給する。

【0010】遅延器84は、乗算データを $(N+N_{guard}-N_{sp})$ 間遅延して、減算器86に供給する。この減算器86には、加算器85の出力データが供給されており、減算器86は、この出力データから、遅延器84で遅延された乗算データを減算し、得られる減算データを、1単位の遅延時間を有する遅延器87に供給する。遅延器87は、減算データを遅延して加算器85に

$$R(i) = \sum_{n=0}^{N+N_{guard}-N_{sp}-1} |y(i-n)|^2 \quad \dots (2)$$

【0014】この場合、式2に示す累積値で表される相関値 $R(i)$ の値は、受信データの2乗和となり、この結果、この位置で $R(i)$ は最大となる。この最大値を検出することによって、受信機における正確なシンボルタイミングが決定される。この場合、相関値 $R(i)$ の最大値の検出は、同期シンボルのみによって行われている。現在のシンボルが参照シンボルであるかの決定は、所定の閾値に基づいて行われる。 $|R(i)|$ がこの閾値を越えるときは、最大値の検出は、?最大ピークが、検出期間

シンボル内の総サンプル数を表し、すなわち参照シンボルの1周期であり、 N_{sp} は、1つの同期パターン内のサンプル数を表し、 N_{guard} は、シンボル間の干渉 (ISI) を防止するために挿入されたガード区間のサンプル数を表す。いわゆる相関窓 (correlation window) の期間は、図11に示すように、 $N+N_{guard}-N_{sp}$ である。

【0006】入力データストリームの時間領域における相関値 $R(i)$ は、下記式(1)で求められる。

【0007】

【数1】

供給する。加算器85は、乗算器83からの乗算データと、遅延器87で遅延された減算データを加算して、上述のように、減算器86に供給する。

【0011】かくして、受信データは、同期パターンの区間遅延されたそれ自身と相関付けられる。そして、相関値 $R(i)$ は、 $(N+N_{guard}-N_{sp})$ 期間 (相関窓の期間) 累積される。減算器86の出力である相関値 $R(i)$ は、最大値検出回路 (図示せず) によって、その絶対値 $(|R(i)|)$ の最大値が検出される。したがって、受信される参照シンボルの最終サンプルの時間的な位置が決定される。そして、この時間情報は、受信機のシンボルタイミング信号として用いられる。

【0012】ところで、上述した従来の相関を求める方法には、欠点がある。相関値 $R(i)$ は、 i が受信される参照シンボルの最終サンプルの位置にあるときに、最大値を取るが、雑音、周波数オフセット、電波のマルチパス伝搬等によって、 i が受信参照シンボルの最終サンプルの位置のときのサンプルがなくなると、上記式(1)は、式(2)となる。

【0013】

【数2】

内に存在することを確実にする参照シンボルそれ自身の期間 $(N+N_{guard})$ よりも少なくとも大きい期間において可能である。

【0015】1996年10月15日～18日に台湾の台北で開催されたPIMCR'96の963頁～967頁、ティー・ケラー (T. Keller)、エル・ハンゾウ (L. Hanzo) の「無線ローカルエリアネットワークにおける直交周波数分割多重の同期技術 (Orthogonal frequency multiplex synchronisation techniques)」に、

周波数捕捉範囲 (range of frequency acquisition)、周波数追跡 (frequency tracking)、シンボル同期、フレーム同期に関する技術が記載されている。この記載は、参照することによって本明細書に組み込まれる。

【0016】ところで、実際の状態（雑音、マルチパス伝搬）によって、シンボルタイミングは正確に再生されない。また、従来のアルゴリズムは、理想的な状態においてさえも、正確ではなかった。図8は、従来の技術を用いた際、受信信号上に相関窓が移動したときに考慮しなければならない様々な位相における相関性を示す図である。

【0017】位相#1において、相関窓は参照シンボルに移動し、相関値 $R(i)$ は、所定の閾値 R_x になるまで増加する。そして、 $|R(i)|$ が閾値 R_x を越えると、相関値 $R(i)$ は、最大検出窓によって監視される。

$$R(i) = \sum_{m=0}^{Z_1} \underline{r}(i-m) \cdot \underline{r}^*(i-m-N_{SP}) \quad (\cdots A)$$

$$+ \sum_{m=Z_1+1}^{Z_2} \underline{r}(i-m) \cdot \underline{r}^*(i-m-N_{SP}) \quad (\cdots B)$$

$$+ \sum_{m=Z_2+1}^{N+NG-N_{SP}-1} \underline{r}(i-m) \cdot \underline{r}^*(i-m-N_{SP}) \quad (\cdots C) \quad \cdots (3)$$

【0022】この場合、式(3)に示す相関値 $R(i)$ は、異なる効果を与える3つの相関値の項A、B、Cからなり、これらの項A、B、Cは、どのサンプルが互いに相関関係があるかに依存する。項B、Cにおける同期パターンSPではないサンプル又はデータサンプルは、データサンプルと相関があるのに対して、項Aにおける同期パターンのサンプルは、相関がある。項B、Cの効果は、それぞれランダムであるのに対して、項Aの効果のみが支配的である。これらのランダムな効果は、相関窓内に存在するデータサンプルの値によっては、正 (constructive) 又は負 (destructive) として作用する。図13及び式(3)に示すように、相関値 $R(i)$ に対して、位相#2の（相関値のピークが検出された）場合のみが、ランダムな効果の影響が生じない。相関窓が位相#3に示すように移動すると、移動するにつれて、データサンプルが相関窓内に入り、相関値 $R(i)$ に影響を与え、これによって、相関値のピークにオフセットが生じる可能性が出てくる。この相関値のピークのオフセットは、図13に示すように、各バーストフレームにおける参照シンボルの近傍のデータサンプルのランダムな構造（値）に依存して発生する。参照シンボルの直後に受信されるデータシンボルの先頭サンプル又は参照シンボルの直後に受信されるデータシンボルの最終サンプルが式(1)の相関値 $R(i)$ に影響を与えるときに

【0018】位相#2において、すなわち相関窓が参照シンボル全体のサンプルをカバーしているときは、相関値 $R(i)$ のピークは、式(1)で表される相関演算に対して正に寄与する乗算値の総和となる。そして、このピーク値の時間的な位置は、受信側のタイミングオフセットを校正（訂正）するために用いられる。

【0019】位相#3において、ピークが達しているけれども、全体的に最大検出窓内にあることを保証するために、相関値 $R(i)$ が、最大検出窓の最後になるまで監視される。

【0020】上述した3つの位相を考慮すると、式(1)は、式(3)のようになる。

【0021】
【数3】

は、相関値のピークにオフセットが生じる。この場合、受信機においてタイミング見積りに誤差 (timing estimation error) が生じ、ビットエラーレート (bit error rate、以下、BERという。) が劣化することになる。受信される参照シンボルの直後に続くデータシンボルの先頭サンプルが、相関値 $R(i)$ に対して正に荷担するときは、最大相関値のピークは、図8において右方向に移動する。受信される参照シンボルの直前に位置する参照シンボルの最終サンプルが、相関値 $R(i)$ に対して負に荷担するときは、最大相関値のピークは、図8において左方向に移動する。

【0023】したがって、従来の同期アルゴリズムでは、雑音及びマルチパスの影響がない場合であっても、相関値 $R(i)$ のピークによって決定される参照シンボルの最終サンプルのタイミングを、全ての状態において正確に検出することができなかった。

【0024】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上述した実情に鑑みてなされたものであり、本発明の目的は、デジタル通信システムにおいて、より正確に同期をとることができる同期方法及びデジタル通信システムを提供することである。

【0025】

【課題を解決するための手段】本発明に係る同期方法

は、複数の同期パターンからなり、無線周波数の信号に変調される参照シンボルをデータシンボルに挿入し、伝送する前に、参照シンボル、参照シンボルの一部又は複数の参照シンボルの複数の同期パターンのうちの先頭及び／又は最終同期パターンの位相をシフトする。そして、相関値のピークを検出するために、参照シンボルと、遅延された参照シンボルとの相関値を求める。

【0026】本発明に係るディジタル通信システムは、複数の同期パターンからなり、無線周波数の信号に変調される参照シンボルを生成する手段と、参照シンボル、参照シンボルの一部又は複数の参照シンボルの複数の同期パターンのうちの先頭及び／又は最終同期パターンの位相をシフトする手段と、相関値のピークを検出するために、参照シンボルと、遅延された参照シンボルとの相関値を求める手段とを備える。

【0027】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係る同期方法及びディジタル通信システムについて、図面を参照しながら説明する。

【0028】本発明では、図1に示すように、参照シンボルの最終の同期パターンの位相が、例えば180度シフトするように、参照シンボルを変更している。このように変更することによって、後述するように、隣接したランダムなデータサンプル、すなわち参照シンボルの直前又は直後のデータサンプルの相関性に対する影響を、最終のガード区間 N_{guard} のサンプルを巡回的にコピーすることによる各シンボルが拡張されることを考慮しても、なくすことができる。ここで、位相が180度シフ

$$\begin{aligned} P_i &= (a_i + j b_i) \cdot (c_i + j d_i) \\ &= (a_i + j b_i) \cdot (-a_i - j b_i) \\ &= -(a^2 - b^2) \end{aligned}$$

【0033】位相#2においては、相関値 $R(i)$ はピークに達している。最終の同期パターンの位相をシフトすることによって、弁別的な変化点は、相関窓の境界に一致する。理想的な状態において、相関値 $R(i)$ には、例えば図1に示す1つの同期パターンのように、位相がシフトされたサンプルの数によって、参照シンボル内でオフセットが生ずるが、参照シンボルの構造（フォーマット）を変更することによって、隣接したデータシンボルの干渉を完全になくすことができる。

$$R(i) = \sum_{n=0}^{N-2N_{sp}-1} |y(i-n)|^2 \cdot \exp(j\psi_{offset})$$

【0036】式(5)の相関値 $R(i)$ の位相角から、周波数オフセット ψ_{offset} は、式(6)に基づいて正確に算出することができる。

トされた同期パターンを網掛けで示す。

【0029】この参照シンボルの変更による効果を、図2を用いて評価すると、以下ようになる。

【0030】図2に示すように、本発明に基づいた相関窓は、従来の相関窓よりも、巡回的に拡張された部分と位相シフトしたパターン分だけ短い。幾つかの同期パターンを位相シフトすることによって、相関値のピークは、参照シンボル内においてオフセットが生じる。この結果、相関値のピークの大きさは、僅かに減少する。参照シンボルの最終の同期パターンの位相をシフトすることによって、同期パターンの弁別的な変化点の影響（deterministic destructive）を保証し、したがって、最大検出ピークは、図2の右方向にオフセットしない。参照シンボルの先頭の同期パターンの位相が反転、又はガード区間が図2に示すように巡回的にサンプルをコピーすることによって拡張されると、位相シフトされた先頭の同期パターンの弁別的な変化点の影響は、最大検出ピークが図2の左方向に移動しないことを保証する。

【0031】図2に示す相関窓は、位相#2の状態から位相#3の状態に移動すると、相関値 $R(i)$ に新たな項の影響が現れ、1つの項の影響がなくなる。この新たな項は、位相シフトされた同期パターンの先頭シンボルと前の同期パターンの先頭シンボルとの積である。したがって、この積 P_i は、雑音、マルチパス伝搬及び周波数オフセットがない理想的な状態の下では、式(4)で表される。

【0032】

... (4)

【0034】さらに、上述した技術では、複素相関値は、システムの周波数オフセットを算出するのに直接利用できる。周波数にオフセットがある状態において、雑音及びマルチパス伝搬がないときの相関値 $R(i)$ は、 i がピークの位置にあるとき、式(5)で表されることになる。

【0035】

【数4】

... (5)

【0037】

【数5】

$$\Psi_{\text{offset}} = 2\pi \cdot \frac{f_0}{\Delta f_0} \cdot \frac{N_{sp}}{N} \quad \dots (6)$$

【0038】ここで、 f_0 は周波数オフセットであり、 Δf_0 は周波数領域におけるサブキャリアの間隔である。

【0039】ここで、図1及び図2に示す技術を適用した送信機について、図面を参照しながら説明する。図3は、本発明を適用したタイミングを正確に捕捉することができる送信機の具体的な構成を示すブロック図である。

【0040】この送信機は、図3に示すように、チャンネルエンコーダ11を備え、チャンネルエンコーダ11には、伝送するデータ（以下、伝送データという。）が供給され、このチャンネルエンコーダ11の出力は、同期シンボル挿入回路20に供給される。

【0041】同期シンボル挿入回路20は、例えば図4に示すように、マルチプレクサ21と、メモリ22を備え、マルチプレクサ21は、チャンネルエンコーダ11からのエンコードされた伝送データに、メモリ22から読み出された参照シンボルを挿入して、直交周波数分割多重（Orthogonal Frequency Division Multiplex、以下、OFDMという。）バースト形成回路12に供給する。OFDMバースト形成回路12は、参照シンボルが挿入された伝送データから、OFDM方式におけるバーストフレームを形成して、逆高速フーリエ変換（Inverse Fast Fourier Transform、以下IFFTという。）回路13に供給する。IFFT回路13は、バーストフレーム化された伝送データを逆高速フーリエ変換して、同期電力調整回路30に供給する。

【0042】同期電力調整回路30は、後述するように、参照シンボルを伝送するときに、伝送電力を増大する。そして、同期電力調整回路30の出力は、同期パターン反転（回転）回路40に供給される。同期パターン反転回路40は、例えば図6に示すように、最終同期パ

ターン検出回路41と、位相シフタ42と、混合回路43とを備え、最終同期パターン検出回路41は、参照シンボルの最終の同期パターンを検出して、位相シフタ42及び混合回路43に供給する。位相シフタ42は、最終の同期パターンの位相をシフトして混合回路43に供給し、混合回路43は、参照シンボルの位相がシフトされた同期パターンと、同じ参照シンボルの他の同期パターンとを重畳して、巡回拡張挿入回路14に供給する。巡回拡張挿入回路14は、伝送データに参照シンボルを挿入して、I Q変調器15に供給し、I Q変調器15は、参照シンボルが挿入された複素伝送データを、実数伝送データ（I系列データとQ系列データ）に変換した後、これらのデータで搬送波を直交変調して無線周波数（以下、RFという。）信号を生成し、TX（送信）フィルタ16に供給する。TXフィルタ16は、帯域制限を行うためにRF信号をフィルタリングして、RFフロントエンド17に供給し、RFフロントエンド17は、RF信号を送信する。このように、この送信機では、同期シンボルを時間領域で挿入する際に必要とされるより複雑な処理を避けるために、同期シンボルを周波数領域において挿入するようにしている。

【0043】同期シンボルの平均電力は、変調されたサブキャリアの数が少ないので、OFDM変調されたデータシンボルに比べて低い。したがって、同期電力調整回路30は、OFDM変調されたデータシンボルの平均電力に一致するように、送信電力を増大させる。具体的には、同期電力調整回路30は、例えば図5に示すように乗算器31を備え、式（7）で示される電力調整係数FPOWERを、参照シンボルの各サンプルに乗算する。

【0044】

【数6】

$$F_{\text{POWER}} = \sqrt{\frac{N}{N_{sp}}} \quad \dots (7)$$

【0045】そして、電力調整後に、同期パターン反転回路40において、最終同期パターンの位相が180度回転され、すなわち-1が乗算される。

【0046】つぎに、本発明を適用した受信機について説明する。図7は、本発明を適用した受信機の具体的な構成を示すブロック図である。

【0047】この受信機は、RFフロントエンド51を備え、RFフロントエンド51で受信されたRF信号は、I Q復調器52に供給される。I Q復調器52は、RF信号を復調し、得られる複素受信データを同期回路60に供給する。

【0048】同期回路60は、例えば図8に示すよう

に、周波数捕捉回路61と、周波数追跡回路62と、タイミング捕捉回路70と、タイミング追跡回路63と、タイミング及び周波数訂正回路64とを備え、さらに、タイミング捕捉回路70は、例えば図9に示すように、遅延回路71と、共役複素関数器72と、乗算器73と、遅延回路74と、加算器75と、減算器76と、遅延回路77と、最大検出回路78とを備える。遅延回路71は、I Q復調器52からの複素受信データを、 N_{sp} 間、すなわち1同期パターン分遅延して共役複素関数器72に供給する。共役複素関数器72は、複素受信データの共役複素データを求めて、乗算器73に供給し、乗算器73は、複素受信データと、その共役複素データと

を乗算し、すなわち上述した式(1)の演算を行い、得られる乗算データ、すなわち相関値 $R(i)$ を遅延回路74及び加算器75に供給する。遅延回路74は、乗算データを $(N-2*N_{sp})$ 間遅延して、減算器76に供給する。この減算器76には、加算器75の出力データが供給されており、減算器76は、この出力データから、遅延回路74で遅延された乗算データを減算し、得られる減算データを、1単位の遅延時間を有する遅延回路77及び最大検出回路78に供給する。加算器75は、乗算器73からの乗算データと、遅延回路77で遅延された減算データとを加算して、上述のように、減算器76に供給する。最大検出回路78は、減算器76の出力が最大となるサンプル位置を求め、タイミング追跡回路63に供給する。かくして、同期が捕捉される。タイミング追跡回路63は、この捕捉された同期が外れないように監視する。

【0049】同期回路60の出力、例えばバーストフレーム区間を示すタイミング信号やシンボルタイミング信号が高速フーリエ変換(以下、FFTという。)回路53に供給され、FFT回路53は、同期回路60からのタイミング信号に従って、受信データを高速フーリエ変換して、OFDMバースト分解回路54に供給する。OFDMバースト分解回路54は、バーストフレームを外して、データをビットストリームとし、チャンネルデコーダ55を介して出力する。

【0050】すなわち、同期回路60は、受信データに導入されるタイミング及び周波数のオフセットを演算するとともに、誤差を訂正する。バーストフレームの最初における初期同期のために、タイミング及び周波数捕捉アルゴリズムが用いられ、一方、タイミング及び周波数追跡アルゴリズムは、次にタイミング及び周波数が捕捉されて更新されるまでの間、タイミング及び周波数を維持するために用いられる。上述のように、本発明に基づき参照シンボルの構造を変更することによって、タイミング捕捉の精度を非常に高めることができる。最大検出回路78は、この新たな構造の参照シンボルの相関値 $R(i)$ の最大値を検出する。そして、タイミング捕捉が正確に行われると、周波数捕捉も正確に行われる。

【0051】したがって、本発明では、相関値に基づいた同期アルゴリズムに対する隣接したランダムなデータシンボルの影響を完全に排除することができる。また、シンボルのタイミングを決定するために用いられる最終同期パターン及び参照シンボルの相関値のピークのオフセットは、参照シンボル内で生じる。したがって、タイミング誤差の見積を、正確に行うことができる。

【0052】ところで、本発明は、特にOFDM方式に

適し、例えば高速データ無線ATMシステム、無線ホームネットワーク、WLAN等に用いることができる。

【0053】

【発明の効果】本発明では、複数の同期パターンからなり、無線周波数の信号に変調される参照シンボルをデータシンボルに挿入し、伝送する前に、参照シンボル、参照シンボルの一部又は複数の参照シンボルの複数の同期パターンのうちの先頭及び/又は最終同期パターンの位相をシフトする。そして、相関値のピークを検出するために、参照シンボルと、遅延された参照シンボルとの相関値を求める。これにより、参照シンボルに隣接したランダムなデータシンボルの影響を完全に排除ことができ、より正確に同期を取ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明を適用した参照シンボルのフォーマットを示す図である。

【図2】参照シンボルの変更による効果を評価するための図である。

【図3】本発明を適用した送信機の具体的な構成を示すブロック図である。

【図4】同期シンボル挿入回路の具体的な構成を示すブロック図である。

【図5】同期電力調整回路の具体的な構成を示すブロック図である。

【図6】同期パターン反転回路の具体的な構成を示すブロック図である。

【図7】本発明を適用した受信機の具体的な構成を示すブロック図である。

【図8】同期回路の具体的な構成を示すブロック図である。

【図9】タイミング捕捉回路の具体的な構成を示すブロック図である。

【図10】バーストフレームのフォーマットを示す図である。

【図11】従来の参照シンボルのフォーマットを示す図である。

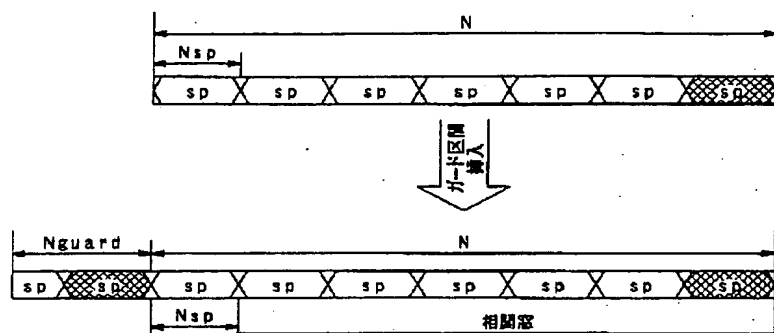
【図12】相関値を算出する回路の構成を示す図である。

【図13】従来の参照シンボルの効果を評価するための図である。

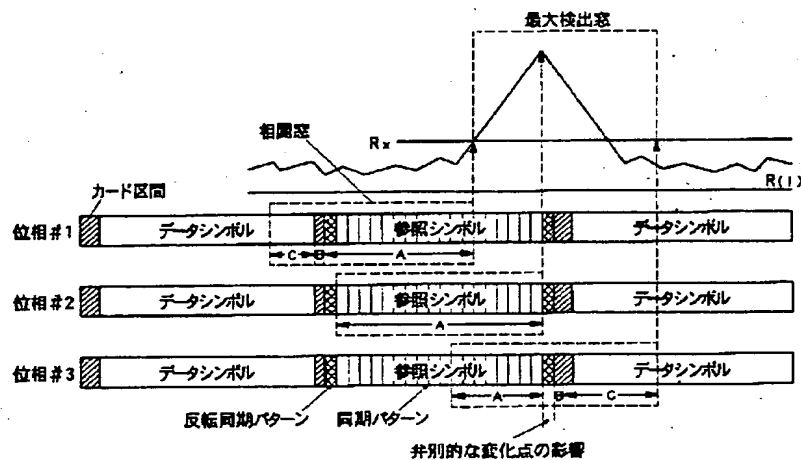
【符号の説明】

11 チャンネルエンコーダ、20 同期シンボル挿入回路、12、OFDMバースト形成回路、13 IFFT、30、同期電力調整回路、40 同期パターン反転回路、14 巡回拡張挿入回路、15 IQ変調器、16 TXフィルタ、17 フロントエンド

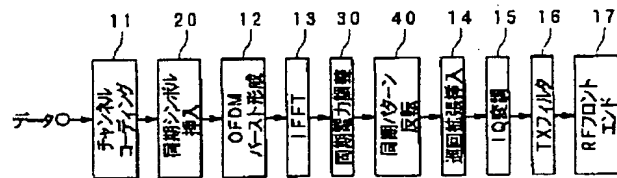
【図1】



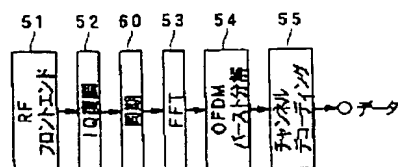
【図2】



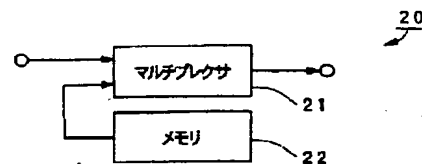
【図3】



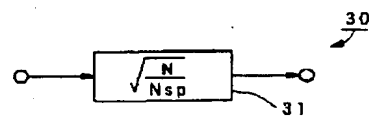
【図7】



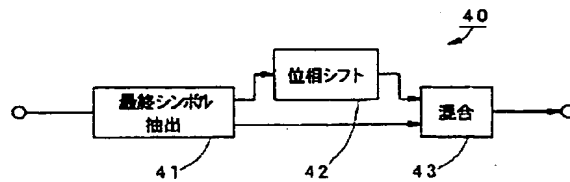
【図4】



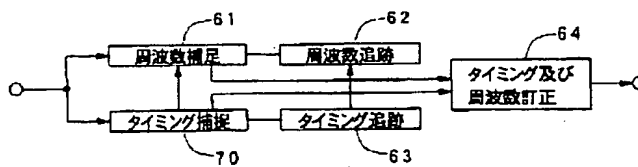
【図5】



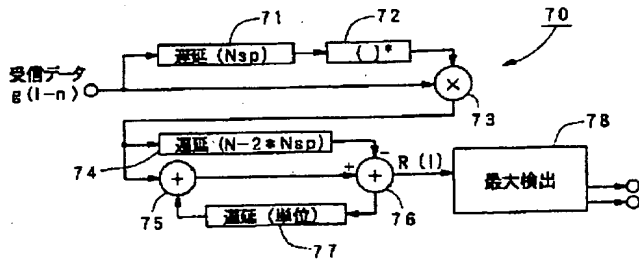
【図6】



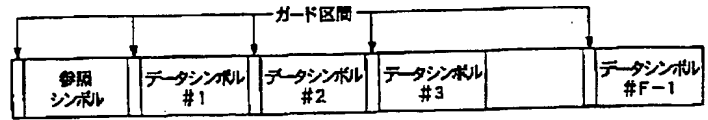
【図8】



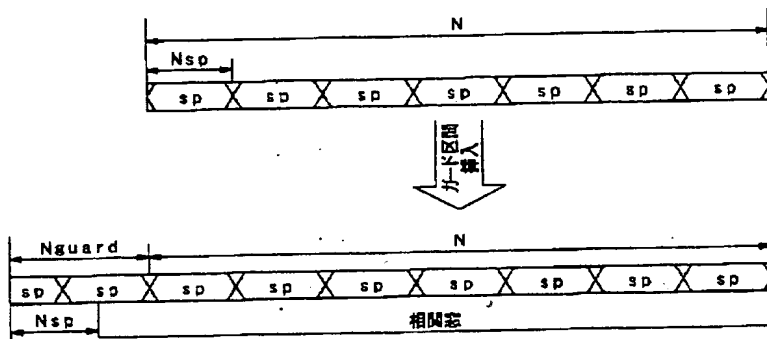
【図9】



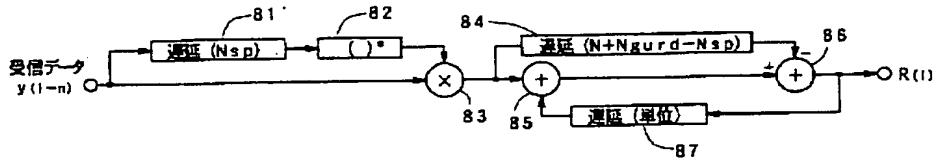
【図10】



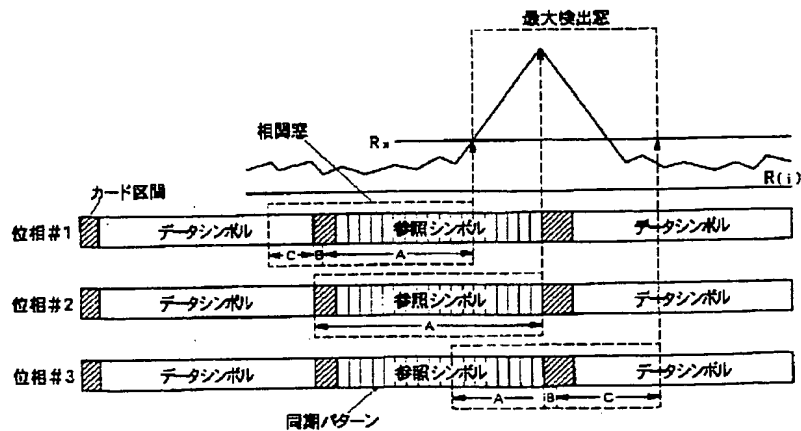
【図11】



【図12】



【図13】



フロントページの続き

(72) 発明者 コンシャック ティノ
ドイツ連邦共和国 ディー-70736 フェ
ルバッハシュトゥットウガルター シュト
ラーセ 106 シュトゥットウガルト テ
クノロジーセンター内